

(45)発行日 平成11年(1999)8月9日

(24)登録日 平成11年(1999)5月28日

(51) Int.Cl.<sup>\*</sup>  
 H 04 B 1/707  
 H 04 L 7/00  
 - 27/22

識別記号

F I  
 H 04 J 13/00  
 H 04 L 7/00  
 - 27/22

D  
 C  
 Z

請求項の数 6 (全 6 頁)

(21)出願番号 特願平10-129699  
 (22)出願日 平成10年(1998)4月24日  
 (審査請求日 平成10年(1998)4月24日)

(73)特許権者 000004237  
 日本電気株式会社  
 東京都港区芝五丁目7番1号  
 (72)発明者 田中 桂史  
 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気  
 株式会社内  
 (74)代理人 弁理士 高橋 友二

審査官 石井 研一

(56)参考文献 特開 平9-8765 (JP, A)  
 特開 平9-200081 (JP, A)  
 特開 平10-126382 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>\*</sup>, DB名)

H04B 1/707  
 H04L 7/00  
 H04L 27/22

## (54)【発明の名称】 チャーブ信号による受信同期装置

1

## (57)【特許請求の範囲】

【請求項1】予め定められた形式のスペクトル拡散を伴って信号が送信される送信チャーブ(chirp)信号を受信する受信部、この受信部の出力から前記送信チャーブ信号の周波数誤差( $\Delta f$ )とそのタイミング( $\Delta t$ )とを検出する検出部、この検出部の出力に従って前記受信部の受信周波数誤差( $\Delta f$ )とそのタイミング( $\Delta t$ )とを前記送信チャーブ信号の周波数誤差( $\Delta f$ )とそのタイミング( $\Delta t$ )とに同期する手段を有するチャーブ信号による受信同期装置において、前記送信チャーブ信号を周波数変換した中間周波数チャーブ信号に対しスペクトル拡散を復元する第1の復元回路、前記中間周波数チャーブ信号に対し所定の周波数オフセットを施した後スペクトル拡散を復元する第2の復元回

2

路、

前記第1の復元回路の出力の電力周波数スペクトルと前記第2の復元回路の出力の電力周波数スペクトルとのうち、最大値を有する周波数を検出する検出部、を備えたことを特徴とするチャーブ信号による受信同期装置。

【請求項2】請求項1記載のチャーブ信号による受信同期装置において、

前記検出部は、前記第1の復元回路の出力と前記第2の復元回路の出力を周波数分析して周波数ドメインの信号に変換する複素FFT(Fast Fourier Transform)演算器、この複素FFT演算器の出力の各周波数成分の電力を検出する電力検出回路、この電力検出回路の出力から最大値の電力に対応する周

波数を検出する比較器、

を備えたことを特徴とするチャーブ信号による受信同期装置。

【請求項3】 請求項2記載のチャーブ信号による受信同期装置において、

前記中間周波数チャーブ信号はデジタル信号で表示され、この中間周波数チャーブ信号に対し前記所定の周波数オフセットを施す処理、この中間周波数チャーブ信号の周波数拡散を復元する処理、前記複素FFT演算器、前記電力検出回路、前記比較器は全てデジタル演算回路により構成されることを特徴とするチャーブ信号による受信同期装置。

【請求項4】 請求項1記載のチャーブ信号による受信同期装置において、

前記第2の復元回路はそれぞれ異なるオフセット量の周波数オフセットを施す複数の復元回路から構成されることを特徴とするチャーブ信号による受信同期装置。

【請求項5】 請求項1記載のチャーブ信号による受信同期装置において、

前記送信チャーブ信号を周波数変換して中間周波数チャーブ信号とするため、制御信号により周波数が制御可能な局部発振器を備え、前記制御信号は前記検出部の出力に関連して生成されることを特徴とするチャーブ信号による受信同期装置。

【請求項6】 請求項1記載のチャーブ信号による受信同期装置において、

前記第2の復元回路を不動作状態にする制御手段を備えたことを特徴とするチャーブ信号による受信同期装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、チャーブ(chirp)信号による受信同期装置に関するものである。

##### 【0002】

【従来の技術】ディジタル信号の伝送にはQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)等が用いられる。従来行われてきた方法では、特に移動通信のように伝送路が無線であってマルチバス伝搬があり刻々と状態が変化する場合に初期同期を低S/N下でとることは困難である。

【0003】本発明ではチャーブ信号によって復調部が信号を引き込める範囲の周波数までの絞り込みと、TDMAでのシンボル誤りが生じないようにタイミングの絞り込みを行い、それを初期同期に使用するものである。

【0004】送受の基準周波数のずれを判定するため、送信搬送波周波数信号から周波数変換して得られた中間周波数信号に複素FFT(Fast Fourier Transform)処理を施し周波数ドメイン(domain)の信号に変換し、これから電力スペクトラムを算出し、電力スペクトラムがピーク(peak)値を示す周波数位置から、送受の基準周波数誤差( $\Delta f$ )とタイミング( $\Delta t$ )を判定し、初期

同期に使用する。

【0005】本発明の先行技術としては、例えば特開平9-8765号公報で開示された「周波数補正装置」

(以下、先行文献1という)、及び特開平9-200081号公報で開示された「相関ピーク検出型周波数誤差検出回路」(以下、先行文献2という)がある。先行文献1の装置では、制御信号により周波数が制御可能な局部発振器を有する周波数変換手段と、この周波数変換手段が出力する中間周波数信号を、同相、直交成分に分離する直交分離手段と、この直交分離手段の出力に対し複素フーリエ変換を行う複素FFT変換処理手段とを備え、この複素FFT変換処理手段の出力である周波数関数から信号電力の周波数分布を決定し、この信号電力の周波数分布から受信信号の中心周波数を推定し、その推定値を前記周波数変換手段の制御信号としている。

【0006】先行文献2の回路では、正の周波数オフセットを与えて予め算出させた複素拡散符号を出力する第1の複素拡散符号発生器と、正の周波数オフセットと絶対値が等しい負の周波数オフセットを与えて予め算出さ

せた複素拡散符号を出力する第2の複素拡散符号発生器と、直交検波部からのベースバンド複素信号を入力とし、このベースバンド複素信号と第1及び第2の複素拡散符号発生器からの複素拡散符号との複素相関をそれぞれ演算する第1及び第2の複素整合フィルタと、この第1及び第2の複素整合フィルタの出力信号を比較し、両方又はいずれか一方のピークの絶対値が最大値を示す位置のタイミングを検出して出力するピーク位置検出部と、第1及び第2の複素整合フィルタの出力信号から前記タイミングでのピーク値をそれぞれ抽出し、複素シン

ボル時間平均化して出力させる第1及び第2のピークを検出する第1及び第2のピーク検出平均部と、第1及び第2のピーク検出平均部の出力の電力値をそれぞれ計算する第1及び第2の電力計算部と、第1及び第2の電力計算部の出力の差を求め、第1及び第2の電力計算部の出力の和で正規化して出力する電力差計算部と、電力差計算部の出力から対応する周波数誤差に変換して出力する周波数誤差変換部とを備えて構成される。

##### 【0007】

【発明が解決しようとする課題】以上説明した従来の装置はいずれも受信のS/Nが低い場合に問題がある、図5を参照してこの問題を説明する。図5のX軸は周波数fを表し、Y軸は当該周波数成分の電力を表す。X軸上の周波数fは受信側の基準周波数により目盛りが付けられており、目盛りの数字0は受信側の中間周波数の中心周波数であり、周波数軸上のサンプリング点の間隔(FFT変換処理における)を $f_s = 1.2S$ とする。

【0008】送信側の基準周波数と受信側の基準周波数にずれない場合は、送信搬送波信号から周波数変換された中間周波数信号は、FFT変換処理を受けたとき図5に点線で示すようなスペクトルとなり、 $f=0$ のサン

アーリング点（周波数軸上の）でサンプルされて、電力スペクトルのピーク値が検出され、この検出点が  $f = 0$  の点であるから局部発振周波数を変化させる必要がないという検出結果になる。

【0009】これに対し、送信搬送波信号から周波数変換された中間周波数信号の中心周波数が受信側で発生する検波用の中間周波数から  $f'$ （図5参照）だけがれている場合は、その中間周波数信号はFFT変換処理を受けたとき図5に実線で示すようなスペクトルとなり、そのピーク値は検出されず、図5に点aで示す値が  $f = 0$  のサンプリング点と  $f = +f_s'/128$  の両サンプリング点で検出される、両サンプリング点の電力が等しいことから、中間周波数の中心周波数は  $f = 0$  でなくて  $f = + (1/2) (f_s'/128)$  にあることを知り、局部発振周波数を制御することができる。

【0010】ただ、受信側でのS/Nが低い場合に問題がある、すなわち、上述の説明から明らかなように、従来の方法では、最悪の場合には、図5に示す量の電力の検出損があるため、FFT変換の結果のサンプリング点での信号電力がどのサンプリング点でも雑音に埋もれて検出できなくなるという場合がある。信号スペクトルのピーク値か、ピーク値に近い点の値がサンプルできて始めて検出可能となる程の低S/Nの場合が比較的多いので、図5の最悪の場合が発生する従来の装置には問題がある。

【0011】本発明の目的は従来の装置における上述の問題点を解決し、低S/Nの場合でも送受信の基準周波数のずれを確実に検出することができる受信同期装置を提供することにある。

#### 【0012】

【課題を解決するための手段】本発明の受信同期装置では、送信搬送波信号から周波数変換して得られた中間周波数信号の中心周波数を適当にオフセットし、図5に示すような電力の検出損が発生しないようにした。すなわち、予め定められた形式のスペクトル拡散を伴って信号が送信される送信チャープ(chirp)信号を受信する受信部、この受信部の出力から前記送信チャープ信号の周波数誤差( $\Delta f$ )とそのタイミング( $\Delta t$ )とを検出する検出部、この検出部の出力に従って前記受信部の受信周波数誤差( $\Delta f$ )とそのタイミング( $\Delta t$ )とを前記送信チャープ信号の周波数誤差( $\Delta f$ )とそのタイミング( $\Delta t$ )とに同期する手段を有するチャープ信号による受信同期装置において、前記送信チャープ信号を周波数変換した中間周波数チャープ信号に対しスペクトル拡散を復元する第1の復元回路、前記中間周波数チャープ信号に対し所定の周波数オフセットを施した後スペクトル拡散を復元する第2の復元回路、前記第1の復元回路の出力の電力周波数スペクトルと前記第2の復元回路の出力の電力周波数スペクトルとのうち、最大値を有する周波数を検出する検出部、を備えて構成される。

10

20

30

40

50

【0013】本発明のチャープ信号による受信同期装置は、具体的には、予め定められた形式のスペクトル拡散を伴って信号が送信される送信チャープ(chirp)信号を受信する受信部、この受信部の出力から前記送信チャープ信号の中心周波数とその位相とを検出する検出部、この検出部の出力に従って前記受信部の受信周波数とその位相とを前記送信チャープ信号の中心周波数とその位相とに同期する手段を有するチャープ信号による受信同期装置において、前記送信チャープ信号を周波数変換した中間周波数チャープ信号に対しスペクトル拡散を復元する第1の復元回路、前記中間周波数チャープ信号に対し所定の周波数オフセットを施した後スペクトル拡散を復元する第2の復元回路、前記第1の復元回路の出力の電力周波数スペクトルと前記第2の復元回路の出力の電力周波数スペクトルとのうち、最大値を有する周波数を検出する検出部を備えたことを特徴とする。

【0014】また前記検出部は、前記第1の復元回路の出力と前記第2の復元回路の出力を周波数分析して周波数ドメインの信号に変換する複素FFT(Fast Fourier Transform)演算器、この複素FFT演算器の出力の各周波数成分の電力を検出する電力検出回路、この電力検出回路の出力から最大値の電力に対応する周波数を検出する比較器を備えたことを特徴とする。

【0015】また前記中間周波数チャープ信号はデジタル信号で表示され、この中間周波数チャープ信号に対し前記所定の周波数オフセットを施す処理、この中間周波数チャープ信号の周波数拡散を復元する処理、前記複素FFT演算器、前記電力検出回路、前記比較器は全てデジタル演算回路により構成されることを特徴とする。

【0016】また前記第2の復元回路は、それぞれ異なるオフセット量の周波数オフセットを施す複数の復元回路から構成されることを特徴とする。

【0017】また前記送信チャープ信号を周波数変換して中間周波数チャープ信号とするため、制御信号により周波数が制御可能な局部発振器を備え、前記制御信号は前記検出部の出力に関連して生成されることを特徴とする。

【0018】さらに、前記第2の復元回路を不動作状態にする制御手段を備えたことを特徴とする。

#### 【0019】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。図1は本発明の基本実施形態を示すブロック図である。図1において、符号1で示す信号  $s(t)$  は送信チャープ信号を周波数変換した中間周波数信号、符号2は周波数オフセット信号源を表す。送受信の基準周波数にずれがない場合は送信チャープ信号を周波数変換した中間周波数信号が符号1の  $s(t)$  で表されるにすれば、実際の場合は、送受信の基準周波数にずれがあるので、受信側の基準周波数から見て場合、実

際の中間周波数信号は信号  $s(t)$  が周波数オフセットを受けた信号  $r(t)$  (符号 5) となる。符号 4 は受信部の一部と検出部 9 とを表す。符号 5 は受信部内の周波数オフセット源、符号 6 は復元用チャーブ信号源、7 は第 1 の復元回路、8 は第 2 の復元回路である。

【0020】図 2 は図 1 の検出部 9 の構成を示すブロック図であって、符号 10 は複素 FFT 演算器、符号 11 は電力検出回路、符号 12 は比較器である。図 1 における

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{2} \cos(\pi t^2 / (\mu T^2)) \\ &= \{1/\sqrt{2}\} \cdot [\exp(j\pi t^2 / (\mu T^2)) \\ &\quad + \exp(-j\pi t^2 / (\mu T^2))] \\ &\dots \quad (1) \quad \text{従って} \\ r(t) &= s(t) \cdot \exp(j2\pi f t) \\ &= 1/\sqrt{2} \cdot [\exp(2\pi f t + j\pi t^2 / \mu T^2) \\ &\quad + \exp(2\pi f t - j\pi t^2 / \mu T^2)] \\ &\dots \quad (2) \end{aligned}$$

ディジタル演算回路 102 の出力を  $r_2(t)$  とする

$$\begin{aligned} r_2(t) &= r(t) \cdot \exp(j\pi t f s' / m) \\ &= s(t) \cdot \exp(j2\pi f t) \cdot \exp(j\pi t f s' / m) \\ &\dots \quad (3) \end{aligned}$$

【0021】信号  $r(t)$  は第 1 の復元回路 7 で周波数拡散が復元され、信号  $r_2(t)$  は第 2 の復元回路 8 で周波数拡散が復元される。これらの復元回路で周波数拡

散が復元された信号はそれぞれ、同位相成分  $P(t)$  と 90 度位相成分  $Q(t)$  のベクトル和として表すことができ、第 1 の復元回路 7 の出力については

$$P(t) = r(t) \cdot \exp(j\pi(t+\Delta t)^2 / (\mu T^2)) \dots (4)$$

$$Q(t) = r(t) \cdot \exp(-j\pi(t+\Delta t)^2 / (\mu T^2)) \dots (5)$$

であり、第 2 の復元回路 8 の出力については

$$P_2(t) = r(t)^2 \cdot \exp(j\pi(t+\Delta t)^2 / (\mu T^2)) \dots (6)$$

$$Q_2(t) = r(t)^2 \cdot \exp(-j\pi(t+\Delta t)^2 / (\mu T^2)) \dots (7)$$

である。

【0023】次に、式 (2) の  $r(t)$  の第 1 項に  $\exp(j(2j\pi(t+\Delta t)^2 / (\mu T^2)))$  を乗算した積 A は  $A = 1/\sqrt{2} \cdot \{\exp(2j\pi f t^2 + 2j\pi t \Delta t + j\pi \Delta t^2 / \mu T^2) + 2\pi f t\} \dots (8)$  となり、 $t_2$  の項を含むことにより時間的に周波数が変化してしまい FFT 変換後ではピークを持たないので無視することができる。また、 $r(t)$  の第 2 項に★

$\star \exp(j(2j\pi(t+\Delta t)^2 / (\mu T^2)))$  を乗算した積 B は  $B = 1/\sqrt{2} \cdot \{\exp(-j\pi f t^2 + 2j\pi t^2 + 2j\pi t \Delta t + j\pi \Delta t^2 / \mu T^2) + 2\pi f t\} \dots (9)$  となり、 $j\pi \Delta t^2 / \mu T^2$  は定数項になり FFT 处理後のパワースペクトルに影響しないので無視することができる。

【0024】その結果、

$$P \approx \{1/\sqrt{2}\} \cdot \exp[j2\pi\{\pm\Delta t / (\mu T^2) + f\}t] \dots (10)$$

$$Q \approx \{1/\sqrt{2}\} \cdot \exp[-j2\pi\{\pm\Delta t / (\mu T^2) + f\}t] \dots (11)$$

$$P_2 \approx \{1/\sqrt{2}\} \cdot \exp[j2\pi\{\pm\Delta t / (\mu T^2) + f + f_2\}t] \dots (12)$$

$$Q_2 \approx \{1/\sqrt{2}\} \cdot \exp[-j2\pi\{\pm\Delta t / (\mu T^2) + f + f_2\}t] \dots (13)$$

となる。

【0025】第 1 の復元回路 7 の出力及び第 2 の復元回路 8 の出力に対し複素 FFT 演算器 10 で複素 FFT 変換処理を行うと、信号 P、信号 Q、信号  $P_2$ 、信号  $Q_2$  が周波数ドメインの信号に変換される。図 3 は複素 FFT 演算器 10 により、たとえば、P 信号と Q 信号を周波数ドメインの信号として表した波形図であり、電力検出回路 11 は各サンプル点（周波数軸上の）において  $E = P_2 + Q_2$  の演算によって信号電力 E の周波数スペクトルを算出する。この信号電力の周波数スペクトルの例が

\*る信号  $s(t)$  は通常の場合デジタル信号で表現され、図 1 に示す全ての処理（図 2 に示す処理を含む）はデジタル演算により実行される。図 1 に示す符号 101、102、103、104 の部分はそれぞれの処理を行うデジタル演算回路を表す。

【0021】以下図 1 の回路の動作を説明する。パワーが 1 に規格化された信号  $s(t)$  は

図5の実線又は点線で示される。

【0026】図1において、周波数オフセット信号源5、復元用チャーブ信号源6、復元回路7、8、及び検出部9、ならびにディジタル演算回路102、103、104は、従来よく知られた回路が使用されているので、これらの回路に関してはここでは説明を省略する。図1において第2の復元回路8を欠くものが従来の装置である。従来の装置における電力検出回路11の出力例として、図5の実線、又は点線で示すものがある。複素FFT演算器10における演算結果は周波数軸上のサンプリング点だけにおける振幅を算出する。図5においては、周波数軸上のサンプリング点の間隔を $f_s' / 128$ にしてある。従って、図5の電力スペクトルについてもこのサンプリング点の電力だけが算出される。

【0027】比較器12は算出された電力のうちの最大電力を示すサンプリング点の番号から、送受信の基準周波数のずれを算出する。点線(図5に最も良好としてあるもの)の場合は、サンプリング点の番号が0の点の電力が最大であり、その前後のサンプリング点の電力はこの最大電力より遙かに小さいので、送受信の基準周波数のずれないと判定する。

【0028】実線(図5に最も悪としてあるもの)の場合は、サンプリング点の番号が0の点の電力と、サンプリング点の番号が+1( $f_s' / 128$ )の点の電力が共に最大値aとなり、送受信の基準周波数のずれは( $f_s' / 128$ )/2であると判定する。送受信の基準周波数のずれが( $f_s' / 128$ )/2よりも少し小さく、サンプリング点の番号が0の点の電力が、サンプリング点の番号が+1の点の電力より少し大きくなり、その差から送受信の基準周波数のずれを判定することができる。

【0029】従って、信号のS/Nが良好な場合は図1の第2の復元回路8を必要としない。ただ、S/Nが低下した場合、図5の最も良い場合は信号の検出が可能であるが、図5の最も悪い場合は信号の検出が不可能となる場合があるので、第2の復元回路8を設けて、第1の復元回路7か、第2の復元回路8かのいずれかの回路が図5に示す最も悪い場合にならないようにしたのがこの発明である。

【0030】送受の基準周波数のずれが丁度 $f_s' / 128$ だけあれば、図5において再び最も良好状態になることは容易に理解できるであろう。従って、第1の復元回路7か、第2の復元回路8かのいずれかの回路が図5に示す最も悪い場合にならないようにするための適当な周波数オフセット量は( $f_s' / 128$ )/4である。周波数オフセット信号源9の周波数オフセット量を時間と共に変化させることもできるし、また第2の復元回路を複数回路設けて、この複数の復元回路の各回路における周波数オフセット量をそれぞれ異なるものにすることもできる。

【0031】図4は本発明の他の実施形態を示すブロック図で、図1と同一符号は同一部は相当部分を示し、8-1、8-2、8-3、…、8-nは複数の第2の復元回路の各復元回路で、それぞれ $f_s' / 2$ 、 $f_s' / 4$ 、 $f_s' / 8$ 、…、 $f_s' / 2^n$ の周波数オフセット量が与えられる。図4の回路の動作は図1の回路の動作から容易に理解できるので、その説明を省略する。受信のS/Nが良好な場合は第2の復元回路8を不動作状態にしておくか、その出力が検出部9に入力しないように制御してもよい。

### 【0032】

【発明の効果】以上述べたように本発明によれば、受信S/Nが低い場合でも、信号を検出することができて、この検出信号により送受の基準周波数のずれを修正して、受信周波数及びクロックタイミングを迅速に同期することが可能となる。SCH(Synchronization Channel)信号を受信するTDM方式の各種端末等に本発明を適用することができる。

### 【図面の簡単な説明】

20 【図1】本発明の基本実施形態を示すブロック図である。

【図2】図1の検出部の構成例を示すブロック図である。

【図3】図1の複素FFT演算器の出力を示す波形図である。

【図4】本発明の他の実施形態を示すブロック図である。

【図5】図2の電力検出回路の出力例を示す波形図である。

### 30 【符号の説明】

- 1 チャーブ信号s(t)
- 2 周波数オフセット信号源
- 4 受信部
- 5 周波数オフセット信号源
- 6 復元用チャーブ信号源
- 7 第1の復元回路
- 8 第2の復元回路
- 9 検出部

10 複素FFT演算器

- 11 電力検出回路
- 12 比較器

### 【要約】

【課題】受信信号を複素FFT演算器で周波数ドメインの信号に変換するとき、周波数軸上のサンプリング点と送受の基準周波数のずれの関係から、サンプリング点の信号振幅が小さくなり、信号検出が困難な場合がある。

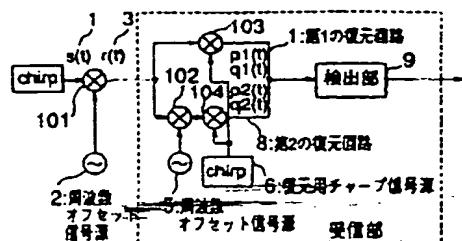
【解決手段】受信信号をそのまま複素FFTする回路の他に、受信信号に適当な周波数オフセットを施して複素FFTする回路を設け、周波数軸上のサンプリング点

50

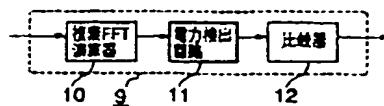
と送受信の基準周波数のずれとの関係がどちらか一方の

回路では良好な関係が保たれるようにした。

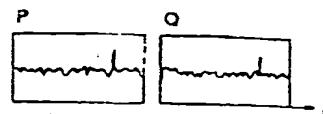
【図1】



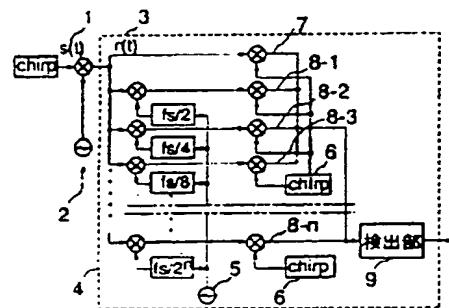
【図2】



【図3】



【図4】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**